

文章编号: 1001-3806(2015)06-0802-04

## 雪崩光电二极管电外差混频技术及其参量优化

吴国秀, 段发阶\*, 郭浩天

(天津大学 精密测试技术及仪器国家重点实验室, 天津 300072)

**摘要:** 雪崩光电二极管(APD)具有频响宽、灵敏度高的优点,在激光测距中有重要应用。为了分析 APD 电外差混频技术对系统信噪比的影响,建立了 APD 的数学模型,仿真分析了偏置电压直流分量与信噪比的关系,以及 APD 击穿电压变化时对信噪比的影响。结果表明,APD 电外差混频技术会降低 APD 输出信号的信噪比,但它降低了后续电路处理带宽,有利于系统整体信噪比的提升;当 APD 输入光信号较弱时,采用电外差混频技术,可有效提高系统整体的信噪比。

**关键词:** 光电子学;雪崩光电二极管;电外差混频;信噪比;参量优化

中图分类号: TN312+.7 文献标志码: A doi:10.7510/jgjs.issn.1001-3806.2015.06.015

## Optoelectronic heterodyne mixing and parameter optimization of avalanche photodiodes

WU Guoxiu, DUAN Fajie, GUO Haotian

(State Key Laboratory of Precision Measuring Technology and Instruments, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

**Abstract:** Avalanche photodiode (APD) have been widely applied in laser ranging systems for high sensitivity and broad bandwidth. Based on the avalanche effect of an APD, adding a local oscillator signal to the APD bias voltage, optoelectronic heterodyne mixing is to make down converter of signal into realization. In order to analyze the effect of APD optoelectronic heterodyne mixing on signal-to-noise ratio (SNR) of a system, the mathematical model of an APD was built. The relationship between direct-current component of the bias voltage and SNR and the effect of APD breakdown voltage change on SNR were analyzed by simulation. The results show that SNR of the APD output signal is reduced by optoelectronic heterodyne mixing, however, the bandwidth of subsequent circuit is reduced too, which can improve SNR of the whole system. When the input signal of an APD is weak, optoelectronic heterodyne mixing of the APD can improve the SNR of the system.

**Key words:** optoelectronics; avalanche photodiode; optoelectronic mixer; SNR; parameter optimization

### 引言

激光测距是激光在军事、工程、农业、科学实验等领域的一个重要应用,其中相位式激光测距的精度高,可达毫米量级甚至更高,同时具有普适性好的测程以及易于小型化的特点,因而得到了广泛应用<sup>[1-2]</sup>。

为了获得较高的测量精度,相位式激光测距系统的激光调制频率通常较高,但这增加了后续电路带宽负担,因此需要将接收信号下变频,以降低后续电路带宽<sup>[3]</sup>。雪崩二极管(avalanche photodiode, APD)具有频响宽、灵敏度高的优点,通常作为相位式激光测距系

统的光电接收器件<sup>[4-6]</sup>。利用 APD 的雪崩效应,在 APD 偏置电压上叠加本振信号,可实现接收信号的下变频<sup>[7-8]</sup>。采用 APD 为混频器,可降低后续光电流放大电路的处理带宽,减小其噪声对测量结果的影响<sup>[9-11]</sup>。本文中建立了 APD 作为混频器时的数学模型,分析得出 APD 作为混频器时,影响输出信噪比的系统参量,以及温度等造成 APD 击穿电压变化时,对信噪比恶化程度的影响。

### 1 APD 作为混频器的数学模型分析

根据参考文献[11],APD 的光电流倍增系数可表示为:

$$M(V) = \frac{1}{1 - \left(\frac{V}{V_b}\right)^n} \quad (1)$$

式中, $V$  为偏置电压, $V_b$  为击穿电压, $n$  为与半导体结构有关的常数。

基金项目:高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20130032110054)

作者简介:吴国秀(1990-),男,硕士研究生,主要从事激光测距及激光扫描方面的研究。

\* 通讯联系人。E-mail:fjduan@tju.edu.cn

收稿日期:2014-09-22;收到修改稿日期:2014-10-09

在偏置电压上叠加本振信号为:

$$V = V_{\text{bias}} + V_1 \cos(\omega_1 t) \quad (2)$$

式中,  $V_{\text{bias}}$  为直流偏置电压,  $V_1$  为本振信号幅值,  $\omega_1$  为本振角频率。

$M(V)$  为周期信号, 可用傅里叶级数展开, 直接采用积分的方法, 不易得到其傅里叶级数各项系数的表达式。根据参考文献[12], 可采用线性拟合的方法, 求得光电流倍增系数的傅里叶级数各项系数表达式。设  $V_1$  为偏置电压的最小值, 此时 APD 的电流倍增效应较小;  $V_2$  略小于击穿电压, 此时 APD 的电流倍增系数远大于正常工作时的电流倍增系数。当偏置电压满足  $V_1 < V < V_2$  时, 电流倍增系数可近似表示为:

$$M(V) = \frac{M(V_2)}{1 - \left[1 - \frac{M(V_2)}{M(V_1)}\right] \frac{V - V_2}{V_1 - V_2}} \quad (3)$$

对其进行傅里叶级数展开, 有:

$$M = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_1 t) \quad (4)$$

式中,

$$\begin{cases} A_0 = M(V_b - V_1) \frac{2p}{1 - q^2} \\ A_k = A_0 q^k, (k = 1, 2, 3, \dots) \end{cases} \quad (5)$$

式中, 参量  $q$  为:

$$q = \frac{M(V_2)M(V_2 - V_1)}{M(V_{\text{bias}})[M(V_2 - V_1) - M(V_2)]} - \sqrt{\left[\frac{M(V_2)M(V_2 - V_1)}{M(V_{\text{bias}})[M(V_2 - V_1) - M(V_2)]}\right]^2 - 1} \quad (6)$$

在  $V_2$  接近击穿电压,  $M(V_2)$  非常大的情况下:

$$q = \frac{M(V_b - V_1)}{M(V_{\text{bias}})} - \sqrt{\left[\frac{M(V_b - V_1)}{M(V_{\text{bias}})}\right]^2 - 1} \quad (7)$$

设输入光电流信号为:

$$i = I_0 + I_1 \cos(\omega_s t) + I_2 \cos(2\omega_s t) \quad (8)$$

式中,  $I_0$  为直流偏置,  $I_1$  为基波的幅值,  $I_2$  为二次谐波幅值,  $\omega_s$  为信号角频率。经过 APD 混频且低通滤波后, 有:

$$i = A_0 I_0 + A_1 I_1 \cos(\omega_s - \omega_1)t + A_2 I_2 \cos(2\omega_s - 2\omega_1)t \quad (9)$$

根据以上分析可知, 将 APD 作为混频器, 其混频系数与偏置电压、APD 击穿电压和本振信号幅值有关, 等于参量  $q$  乘以电流倍增系数的平均值。由于  $q < 1$ , 所以将 APD 作为混频器后, 基频信号增益小于直流信号增益。 $q$  是  $M(V_{\text{bias}})$  的增函数,  $M(V_{\text{bias}})$  越大,  $q$  越大, 混频后信号幅值越大。由于 APD 的非线性效应, 将其作为混频器后, 即使本振信号是理想的正弦波, 若信号有高次谐波, 也会对其高次谐波进行混

频, 引入高次谐波噪声。

## 2 噪声分析

在 APD 仅作为光电接收器件的情况下, APD 偏置电压为直流, APD 输出信号为:

$$i' = M(V_{\text{bias}})[I_0 + I_1 \cos(\omega_s - \omega_1)t + I_2 \cos(2\omega_s - 2\omega_1)t] \quad (10)$$

光电流噪声包括背景光、电阻热噪声等引起的噪声和光电流经过二极管引起的散弹噪声, 将背景光引入噪声视为白噪声。

当 APD 仅作为接收器件的情况下, 输出噪声功率为:

$$P_n' = PM(V_{\text{bias}})^2 B + 2eI_0 M(V_{\text{bias}})^{2+x} B \quad (11)$$

式中,  $P$  为背景光、电阻热噪声等白噪声等效到 APD 输入的噪声功率,  $x$  为过剩噪声因子,  $B$  为带宽,  $e$  是基元电荷。

当 APD 作为混频器后, 其输出噪声功率为:

$$P_n = PA_0^2 B + 2eI_0 B \frac{\omega_1}{2\pi} \int_0^{2\pi} M(t)^{2+x} dt \quad (12)$$

根据(9)式、(10)式、(11)式和(12)式, 得到将 APD 作为混频器后的噪声系数:

$$F = \frac{I_1^2 M(V_{\text{bias}})^2 / P_n'}{I_1^2 A_1^2 / P_n} = \frac{M(V_{\text{bias}})^2}{A_1^2} \cdot \frac{PA_0^2 + 2eI_0 \frac{\omega_1}{2\pi} \int_0^{2\pi} M(t)^{2+x} dt}{PM(V_{\text{bias}})^2 + 2eI_0 M(V_{\text{bias}})^{2+x}} \quad (13)$$

在背景光比较暗或采用滤光片的情况下, 可忽略  $P$ , 则:

$$F = \frac{1}{A_1^2 M(V_{\text{bias}})^x} \cdot \frac{\omega_1}{2\pi} \int_0^{2\pi} M(t)^{2+x} dt \quad (14)$$

根据(14)式可知, 噪声系数  $F$  是一个大于 1 的值, 表明采用 APD 为混频器后, 信噪比会恶化。然而将 APD 作为混频器后, 输出信号频率较低, 降低了后续电路带宽, 减小了噪声功率引入, 能有效减小高频串扰的影响, 有利于提高系统信噪比。因此:(1)若待测信号很微弱, 且后续电路噪声对信噪比影响很大, 以 APD 作为混频器, 并用窄带宽的低噪声放大器, 可提升系统信噪比;(2)若相对于待测信号, 后续电路噪声不大的情况下, 采用 APD 作为混频器, 会造成系统信噪比降低。

## 3 仿真与实验

仿真实验中, 设 APD 击穿电压等于 140V,  $n = 2$ , (3)式中  $V_1 = 130V$ ,  $V_2 = 139.99V$ , 在偏置电压满足  $V_1 < V < V_2$  时, 电压用(3)式近似表示(1)式, 电流倍

增益系数相对误差值如图 1 所示。

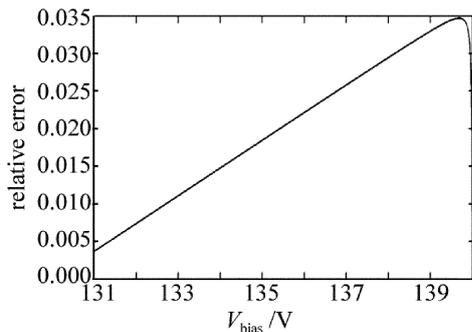


Fig. 1 The relative error of linear fit model

根据图 1 可知,利用线性拟合近似电流倍增系数与偏置电压  $V_{bias}$  关系,引入误差小于 0.035。

设  $x=0.2$ ,在本振幅值  $V_1$  不同情况下,根据 (14) 式,噪声系数如图 2 所示。

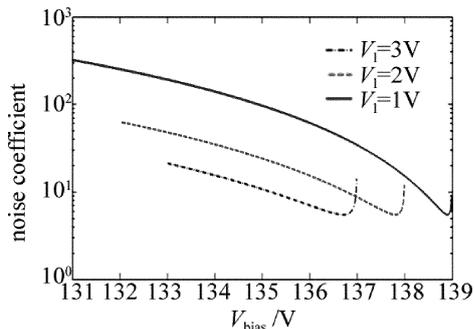


Fig. 2 Noise figure vs.  $V_{bias}$  under different  $V_1$

根据图 2 可知,在  $V_{bias} + V_1 \cos(\omega_1 t) < V_b$  的情况下,存在一个最优的  $V_{bias}$ ,使得 APD 混频后噪声系数最小。本振幅值  $V_1$  不同,最优的  $V_{bias}$  取值不同,但最优噪声系数的值基本不变。

设  $x=0.2$ ,本振信号幅值为 2V,模拟温度变化引起的击穿电压  $V_b$  改变,得到噪声系数如图 3 所示。

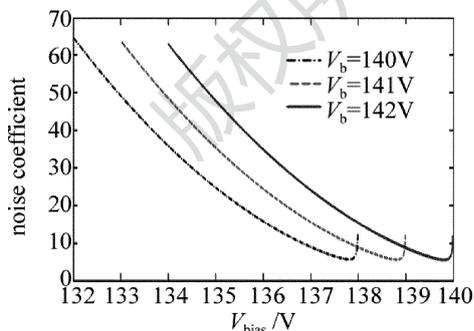


Fig. 3 Noise figure vs.  $V_{bias}$  under different  $V_b$

根据图 3 可知,温度引起击穿电压  $V_b$  改变,噪声系数的最优值基本保持不变,且击穿电压  $V_b$  与使得噪声系数最小的偏置电压直流分量  $V_{bias}$  之差基本保持不变。在实际应用中,只要将温度引起击穿电压  $V_b$  的变化量补偿于偏置电压直流分量  $V_{bias}$ ,保持  $V_{bias}$  与  $V_b$  之差恒定,即可保持噪声系数基本不变。

实验中,采用光强调制频率为 1GHz 的激光作为光源,中频信号频率为 2.5MHz,APD 击穿电压约 140V,实验电路如图 4 所示。其中图 4a 中采用带宽相对较窄、等效噪声电流很低的场效应晶体管 (field effect transistor, FET) 运算放大器,图 4b 中采用噪声系数小于 1dB 的低噪声放大器 (low noise amplifier, LNA)。

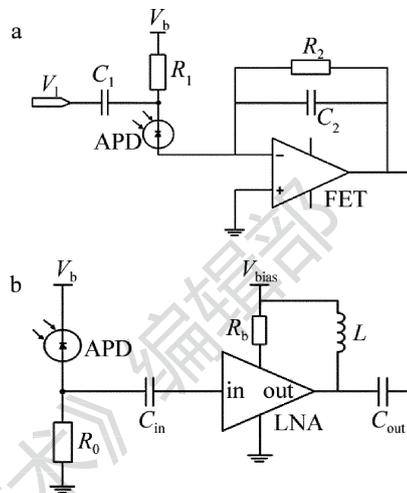


Fig. 4 Experimental circuits

a—APD as a mixer b—APD only as receiver

图 4a 中,设置本振信号幅值为 2V,改变偏置电压直流分量  $V_{bias}$ ,测量电路信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR),结果如图 5 所示。

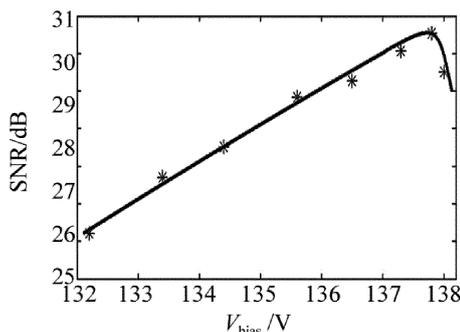


Fig. 5 SNR vs.  $V_{bias}$  when  $V_1 = 2V$

根据图 5 可知,在  $V_{bias} + V_1 \cos(\omega_1 t) < V_b$  的范围内,存在一个  $V_{bias}$  使得电路信噪比最大,此时 APD 作为混频器的噪声系数最小,这与图 2 中的仿真结果相符。

考虑后续处理电路噪声影响,做如下实验:激光经过分光器分光后,两路光照射在同一反射面上,并分别用如图 4a 和图 4b 所示的电路接收反射光。接收到信号如图 6 所示,其中信号 1 是采用 APD 作为混频器接收信号滤波后的输出波形;信号 2 是 APD 仅作为接收器,所接收信号混频滤波后的输出波形。

设置两种不同反射面,改变 APD 接收到的激光光强,测量输出信号的信噪比,结果如下:(1) APD 接收

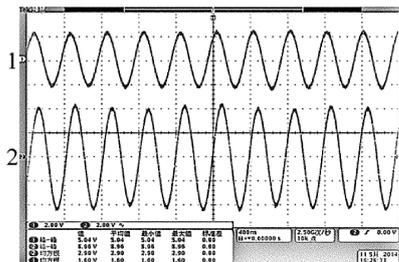


Fig. 6 Results of experiments

光信号较强, APD 仅作为接收器时, 电路信噪比为 44dB; APD 作为混频器时, 电路信噪比为 33dB; (2) APD 接收光信号较弱的情况下, 采用相同测量电路, APD 仅作为接收器时, 电路信噪比为 23dB; APD 作为混频器时, 电路信噪比为 28dB。

可见在输入信号比较强的情况下, 采用 APD 作为混频器, 系统信噪比降低; 输入信号比较弱的情况下, 采用 APD 为混频器, 可有效提高系统信噪比。

#### 4 结 论

研究了雪崩二极管电外差调频技术, 建立 APD 作为混频器的近似数学模型, 分析了其混频系数及其噪声系数, 噪声系数随偏置电压直流分量的变化情况, 及本振信号幅值和温度对噪声系数的影响。仿真和实验证明, 存在一个最优的直流偏置电压  $V_{bias}$  使得 APD 作为混频器时的噪声系数最小, 此时系统信噪比最优。

总之, 采用 APD 作为混频器, 会造成 APD 输出信号信噪比恶化, 但能降低后续电路的信号带宽, 使引入的噪声功率更低, 在接收信号比较弱的情况下, 采用 APD 作为混频器可提高系统整体信噪比。由于尺寸和功耗的限制, 便携式手持激光测距仪的接收光信号往往较弱, 采用 APD 作为混频器, 不仅可以简化电路设计、减少电路元件, 同时能够保证较高的信噪比, 因而具有实际应用意义。

#### 参 考 文 献

- [1] AMANN M C, BOSCH T, LESCURE M, *et al.* Laser ranging: a critical review of usual techniques for distance measurement [J]. *Optical Engineering*, 2001, 40(1): 10-19.
- [2] GAO Y Y, LI Y H, FENG Q L, *et al.* Optical design of a laser distance measuring system based on high frequency digital phase detection [J]. *Laser Technology*, 2013, 37(3): 353-356 (in Chinese).
- [3] WANG T. Research of the phase laser ranging technology [J]. *Laser & Infrared*, 2007, 37(1): 29-31 (in Chinese).
- [4] JIA F X, DING Z L, YUAN F. Phase-shift laser range finder receiver system [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2009, 17(10): 2377-2384.
- [5] SUN M H, DING Y. Study on application of avalanche photodiode in phase laser distance measurement [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2007, 30(2): 121-124 (in Chinese).
- [6] YAO P P, ZHAO X, ZHANG Y, *et al.* Detection characteristics of avalanche photodiode in laser altimeter [J]. *Laser Technology*, 2008, 32(6): 628-630 (in Chinese).
- [7] ZHAO X, WANG X J, ZHANG Y, *et al.* Avalanche photodiode used as optoelectronic mixer in phase-shift laser range finder with non-cooperative target [J]. *Journal of Atmospheric and Environmental Optics*, 2010, 5(4): 311-315 (in Chinese).
- [8] MAURY G, HILT A, BERCELI T, *et al.* Microwave-frequency conversion methods by optical interferometer and photodiode [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1997, 45(8): 1481-1485.
- [9] DUPUY D, LESCURE M. Improvement of the FMCW laser range-finder by an APD working as an optoelectronic mixer [J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2002, 51(5): 1010-1014.
- [10] DUPUY D, LESCURE M, TAP-BÉTEILLE H. Analysis of an avalanche photodiode used as an optoelectronic mixer for a frequency modulated continuous wave laser range finder [J]. *Journal of Optics*, 2002, A4(6): S332.
- [11] KULCZYK W K, DAVIS Q V. The avalanche photodiode as an electronic mixer in an optical receiver [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1972, 19(11): 1181-1190.
- [12] SEEDS A J, LENOIR B. Avalanche diode harmonic optoelectronic mixer [J]. *IEEE Proceedings Journals of Optoelectronics*, 1986, 133(6): 353-357.